

Atty Dkt. No.  
33216M067



PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicants: Seiji FUJIWARA et al.

Serial No.: New

Group Art Unit: Unassigned

Filed : January 31, 2001

Examiner: Unassigned

For : PREDISTORTION CIRCUIT AND POWER AMPLIFIER

CLAIM FOR FOREIGN PRIORITY


Assistant Commissioner for Patents  
Washington, D.C. 20231

Sir:

Under the provisions of Section 119 of 35 U.S.C., Applicants hereby claim the benefit of Japanese Application No. 2000-026146 filed in Japan on February 3, 2000, relating to the above-identified United States patent application.

In support of Applicants' claim for priority, a certified copy of said Japanese application is attached hereto.

Respectfully submitted,  
SMITH, GAMBRELL & RUSSELL, LLP

By:   
Michael A. Makuch, Reg. No. 32,263  
1850 M Street, N.W., Suite 800  
Washington, D.C. 20036  
Telephone: (202) 659-2811  
Fax: (202) 263-4329

January 31, 2001

日 本 国 特 許 庁  
PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT

JC986 U.S. PTO  
09/772883  
01/31/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application:

2000年 2月 3日

出 願 番 号  
Application Number:

特願2000-026146

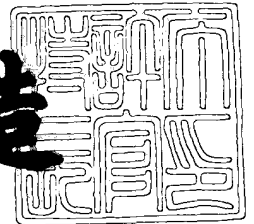
出 願 人  
Applicant (s):

松下電器産業株式会社

2001年 1月 5日

特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2000-3109810

【書類名】 特許願

【整理番号】 2022010292

【提出日】 平成12年 2月 3日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03G 1/04

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信工業株式会社内

【氏名】 藤原 誠司

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 松浦 徹

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 石田 薫

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 坂倉 真

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100092794

【弁理士】

【氏名又は名称】 松田 正道

【電話番号】 06-6397-2840

## 【手数料の表示】

【予納台帳番号】 009896

【納付金額】 21,000円

## 【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9006027

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 前置歪補償回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 所定の信号を入力する入力端子と、  
前記入力端子と直接的にまたは間接的に接続された非線形素子と、  
前記非線形素子に電圧を印加するためのバイアス供給回路と、  
一端が前記非線形素子の出力側または入力側に接続され、他端が接地された第一のインピーダンス変換回路と、  
前記非線形素子の入力側に接続された第二のインピーダンス変換回路と、  
前記非線形素子の入力側または出力側と、直接的にまたは間接的に接続され、信号を出力する出力端子とを備え、  
前記第二のインピーダンス変換回路は、入力信号の変調周波数において、および／または前記入力信号の搬送波の少なくとも一つの高調波において、前記非線形素子の入力インピーダンスに対して低インピーダンス値を有することを特徴とする前置歪補償回路。

【請求項 2】 所定の信号を入力する入力端子と、  
前記入力端子と直接的にまたは間接的に接続された非線形素子と、  
前記非線形素子に電圧を印加するためのバイアス供給回路と、  
一端が前記非線形素子の出力側または入力側に接続され、他端が接地された第一のインピーダンス変換回路と、  
前記非線形素子の出力側に接続された第二のインピーダンス変換回路と、  
前記非線形素子の入力側または出力側と、直接的にまたは間接的に接続され、信号を出力する出力端子とを備え、  
前記第二のインピーダンス変換回路は、入力信号の変調周波数において、および／または前記入力信号の搬送波の少なくとも一つの高調波において、前記非線形素子の出力インピーダンスに対して低インピーダンス値を有することを特徴とする前置歪補償回路。

【請求項 3】 所定の信号を入力する入力端子と、  
前記入力端子と直接的にまたは間接的に接続された非線形素子と、

前記非線形素子に電圧を印加するためのバイアス供給回路と、  
 一端が前記非線形素子の出力側または入力側に接続され、他端が接地された第一のインピーダンス変換回路と、  
 前記非線形素子の入力側に接続された第二のインピーダンス変換回路と、  
 前記非線形素子の出力側に接続された第三のインピーダンス変換回路と、  
 前記非線形素子の入力側または出力側と、直接的にまたは間接的に接続され、信号を出力する出力端子とを備え、

前記第二のインピーダンス変換回路は、入力信号の変調周波数において、および／または前記入力信号の搬送波の少なくとも一つの高調波において、前記非線形素子の入力インピーダンスに対して低インピーダンス値を有し、

前記第三のインピーダンス変換回路は、入力信号の変調周波数において、および／または前記入力信号の搬送波の少なくとも一つの高調波において、前記非線形素子の出力インピーダンスに対して低インピーダンス値を有する

ことを特徴とする前置歪補償回路。

【請求項 4】 前記第二のインピーダンス変換回路、および／または前記第三のインピーダンス変換回路は、抵抗、コイル、コンデンサ、および伝送線路の全部または一部で構成されていることを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれかに記載の前置歪補償回路。

【請求項 5】 前記非線形素子は、ダイオードで構成されていることを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれかに記載の前置歪補償回路。

【請求項 6】 前記非線形素子は、トランジスタで構成されていることを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれかに記載の前置歪補償回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

増幅器では、入出力間の振幅・位相歪に起因する相互変調歪の発生が問題となる。本発明は、そのような相互変調歪の発生を抑圧するための歪補償回路に関するものである。

【0002】

## 【従来の技術】

増幅器の入出力間の振幅・位相歪を補償することによって相互変調歪の発生を抑圧する歪補償法として、前置歪補償方式がある。図5は、前置歪補償方式の構成と原理を示す図である。まず、図5（a）の前置歪補償方式の構成について概説する。入力信号は2つの異なる周波数成分を持つ信号で構成されているとする。

## 【0003】

信号は入力端子501より入力され、ダイオード、トランジスタ等を用いた歪発生回路502に入力される。信号は歪発生回路502を経由することによって、後置の増幅器503で発生する相互変調歪成分を相殺するような振幅・位相関係にある相互変調歪が発生した状態で出力され、増幅器503に入力される。

## 【0004】

入力信号と、歪発生回路502の相互変調歪成分および増幅器503の相互変調歪成分のスペクトラムの関係をそれぞれ図5（b）、（c）に示す。入力信号スペクトラムは歪発生回路502の入力信号スペクトラムであり、図5（b）に示す2つの基本信号周波数 $f_1$ 、 $f_2$ からなる。なお、図5（c）の周波数 $f_1$ 、 $f_2$ における振幅の大きさは、図5（b）の対応する周波数における振幅の大きさと同じものとして記述されているが、説明の便宜上振幅の大きさを同じとしたのであって、実際には増幅されている。

## 【0005】

出力端子504に出力される増幅器503の出力信号スペクトラムでは、図5（c）に示すように、基本信号周波数 $f_1$ 、 $f_2$ 以外に、増幅器503で発生する周波数が $2f_1 - f_2$ 、 $2f_2 - f_1$ の3次相互変調歪成分と、歪発生回路502で発生する周波数が $2f_1 - f_2$ 、 $2f_2 - f_1$ の3次相互変調歪成分、及び増幅器503で発生する周波数が $3f_1 - 2f_2$ 、 $3f_2 - 2f_1$ の5次相互変調歪成分と、歪発生回路502で発生する周波数が $3f_1 - 2f_2$ 、 $3f_2 - 2f_1$ の5次相互変調歪成分が存在している。

## 【0006】

図5（c）に示すように、歪発生回路502にて予め増幅器503で発生する

相互変調歪成分を相殺するような相互変調歪成分を発生させておけば、出力端子 504 では歪の無い出力信号が得られる。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、従来の前置歪補償回路では、図 6 (a) に示すように周波数が  $2f_1 - f_2$  と  $2f_2 - f_1$  に発生する 3 次相互変調歪成分の振幅の大きさが異なり、周波数が  $3f_1 - 2f_2$  と  $3f_2 - 2f_1$  に発生する 5 次相互変調歪成分の振幅の大きさが異なるため、図 6 (b) に示すように増幅器において周波数が  $2f_1 - f_2$  と  $2f_2 - f_1$  に 3 次相互変調歪成分が残り、同様に、周波数が  $3f_1 - 2f_2$  と  $3f_2 - 2f_1$  に 5 次相互変調歪成分が残り、歪抑圧が十分に行われないという欠点があった。なお、図 6 (b) の周波数  $f_1$ 、 $f_2$  における振幅の大きさは、図 6 (a) の対応する周波数における振幅の大きさと同じものとして記述されているが、説明の便宜上振幅の大きさを同じとしたのであって、実際には増幅されている。

【0008】

本発明は、このような問題を解決するためになされたもので、同じ次数の相互変調歪成分の振幅の大きさを実質上一致させる前置歪補償回路を提供することを目的とするものである。

【0009】

【課題を解決するための手段】

この課題を解決するために、第 1 の本発明（請求項 1 に対応）は、所定の信号を入力する入力端子と、

前記入力端子と直接的にまたは間接的に接続された非線形素子と、

前記非線形素子に電圧を印加するためのバイアス供給回路と、

一端が前記非線形素子の出力側または入力側に接続され、他端が接地された第一のインピーダンス変換回路と、

前記非線形素子の入力側に接続された第二のインピーダンス変換回路と、

前記非線形素子の入力側または出力側と、直接的にまたは間接的に接続され、信号を出力する出力端子とを備え、



前記第二のインピーダンス変換回路が、入力信号の変調周波数において、およ  
び／または前記入力信号の搬送波の少なくとも一つの高調波において、前記非線  
形素子の入力インピーダンスに対して低インピーダンス値を有する  
ことを特徴とする前置歪補償回路である。

## 【 0 0 1 0 】

第 2 の本発明（請求項 2 に対応）は、所定の信号を入力する入力端子と、  
前記入力端子と直接的にまたは間接的に接続された非線形素子と、  
前記非線形素子に電圧を印加するためのバイアス供給回路と、  
一端が前記非線形素子の出力側または入力側に接続され、他端が接地された第  
一のインピーダンス変換回路と、  
前記非線形素子の出力側に接続された第二のインピーダンス変換回路と、  
前記非線形素子の入力側または出力側と、直接的にまたは間接的に接続され、  
信号を出力する出力端子とを備え、

前記第二のインピーダンス変換回路が、入力信号の変調周波数において、およ  
び／または前記入力信号の搬送波の少なくとも一つの高調波において、前記非線  
形素子の出力インピーダンスに対して低インピーダンス値を有する  
ことを特徴とする前置歪補償回路である。

## 【 0 0 1 1 】

第 3 の本発明（請求項 3 に対応）は、所定の信号を入力する入力端子と、  
前記入力端子と直接的にまたは間接的に接続された非線形素子と、  
前記非線形素子に電圧を印加するためのバイアス供給回路と、  
一端が前記非線形素子の出力側または入力側に接続され、他端が接地された第  
一のインピーダンス変換回路と、  
前記非線形素子の入力側に接続された第二のインピーダンス変換回路と、  
前記非線形素子の出力側に接続された第三のインピーダンス変換回路と、  
前記非線形素子の入力側または出力側と、直接的にまたは間接的に接続され、  
信号を出力する出力端子とを備え、

前記第二のインピーダンス変換回路が、入力信号の変調周波数において、およ  
び／または前記入力信号の搬送波の少なくとも一つの高調波において、前記非線

形素子の入力インピーダンスに対して低インピーダンス値を有し、

前記第三のインピーダンス変換回路が、入力信号の変調周波数において、および／または前記入力信号の搬送波の少なくとも一つの高調波において、前記非線形素子の出力インピーダンスに対して低インピーダンス値を有する

ことを特徴とする前置歪補償回路である。

#### 【 0 0 1 2 】

第 4 の本発明（請求項 4 に対応）は、前記第二のインピーダンス変換回路、および／または前記第三のインピーダンス変換回路が、抵抗、コイル、コンデンサ、および伝送線路の全部または一部で構成されていることを特徴とする第 1 から第 3 のいずれかの本発明に記載の前置歪補償回路である。

#### 【 0 0 1 3 】

第 5 の本発明（請求項 5 に対応）は、前記非線形素子が、ダイオードで構成されていることを特徴とする第 1 から第 4 のいずれかの本発明に記載の前置歪補償回路である。

#### 【 0 0 1 4 】

第 6 の本発明（請求項 6 に対応）は、前記非線形素子が、トランジスタで構成されていることを特徴とする第 1 から第 4 のいずれかの本発明に記載の前置歪補償回路である。

#### 【 0 0 1 5 】

以上示したように、本発明の前置歪補償回路は、入力信号の変調周波数において、および／または入力信号の搬送波の少なくとも一つの高調波（例えば 2 倍の周波数）において、非線形素子の入力または出力インピーダンスに対して低インピーダンス値を有するインピーダンス変換回路を非線形素子の入力と出力のうち少なくとも一方に接続することによって、変調周波数および／または入力信号の搬送波の少なくとも一つの高調波において発生する歪に起因する不要な歪成分を取り除くことができる。

#### 【 0 0 1 6 】

このようにすれば、周波数が  $2f_1 - f_2$  と  $2f_2 - f_1$  に発生する 3 次相互変調歪成分の振幅の大きさが異なり、また周波数が  $3f_1 - 2f_2$  と  $3f_2 - 2$

f 1 に発生する 5 次相互変調歪成分の振幅の大きさが異なるという現象が緩和され、十分な歪抑圧量を得ることが可能となる。

【0 0 1 7】

【発明の実施の形態】

以下に、本発明の実施の形態について説明する。

【0 0 1 8】

(実施の形態 1)

以下、本発明の実施の形態 1 について、図 1 を用いて説明する。図 1 (a) において、ダイオード 1 0 6 と出力端子 1 0 2 の間の接続点 1 1 0 に入力信号の変調周波数において、ダイオード 1 0 6 の入力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 1 0 9 を付加し、ダイオード 1 0 6 と抵抗 1 0 7 の間の接続点 1 1 1 に入力信号の変調周波数において、ダイオード 1 0 6 の出力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 1 0 8 を付加する。

【0 0 1 9】

または、ダイオード 1 0 6 と出力端子 1 0 2 の間の接続点 1 1 0 に入力信号の搬送波の 2 倍の周波数において、ダイオード 1 0 6 の入力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 1 0 9 を付加し、ダイオード 1 0 6 と抵抗 1 0 7 の間の接続点 1 1 1 に入力信号の搬送波の 2 倍の周波数において、ダイオード 1 0 6 の出力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 1 0 8 を付加してもよい。

【0 0 2 0】

または、ダイオード 1 0 6 と出力端子 1 0 2 の間の接続点 1 1 0 に入力信号の所定の変調周波数および搬送波の 2 倍の周波数において、ダイオード 1 0 6 の入力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 1 0 9 を付加し、ダイオード 1 0 6 と抵抗 1 0 7 の間の接続点 1 1 1 に入力信号の変調周波数および搬送波の 2 倍の周波数において、ダイオード 1 0 6 の出力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 1 0 8 を付加してもよい。

## 【 0 0 2 1 】

なお、インピーダンス変換回路 1 0 8、1 0 9 はどちらか一方のみをダイオード 1 0 6 に接続するだけでも良い。

## 【 0 0 2 2 】

図 1 ( b ) は、インピーダンス変換回路 1 0 8、1 0 9 を集中定数素子を用いて構成した例を示す図で、コイル 1 1 3 およびコンデンサ 1 1 4 を直列に接続した LC 直列共振回路である。接続端子 1 1 2 を接続点 1 1 0 と 1 1 1 に接続し、LC 直列共振回路の共振周波数が入力信号の変調周波数に相当するようにコイル 1 1 3 およびコンデンサ 1 1 4 の素子値を選択したり、LC 直列共振回路の共振周波数が入力信号の搬送波の 2 倍の周波数に相当するようにコイル 1 1 3 およびコンデンサ 1 1 4 の素子値を選択すればよい。

## 【 0 0 2 3 】

図 1 ( c ) は、インピーダンス変換回路 1 0 8、1 0 9 を伝送線路を用いて構成した例を示す図で、 $\lambda/8$  線路 1 1 6 を用いた開放スタブである。接続端子 1 1 5 を接続点 1 1 0 と 1 1 1 に接続し、波長  $\lambda$  を搬送波の 1 波長であるとして  $\lambda/8$  線路 1 1 6 の線路長を設計すればよい。

## 【 0 0 2 4 】

図 1 ( d ) は、インピーダンス変換回路 1 0 8、1 0 9 を伝送線路およびコンデンサを用いて構成した例を示す図で、 $\lambda/4$  線路 1 1 8 およびコンデンサ 1 1 9 を直列に接続した、スタブ整合回路である。接続端子 1 1 7 を接続点 1 1 0、1 1 1 に接続し、波長  $\lambda$  を搬送波の 1 波長であるとして  $\lambda/4$  線路 1 1 8 の線路長を設計し、入力信号の変調周波数においてインピーダンスがダイオード 1 0 6 の入力（出力）インピーダンスより低インピーダンスとなるコンデンサ 1 1 9 を接続したり、 $\lambda/4$  線路 1 1 8 に、入力信号の搬送波の 2 倍の周波数においてインピーダンスがダイオード 1 0 6 の入力（出力）インピーダンスより低インピーダンスとなるコンデンサ 1 1 9 を接続すればよい。更に、 $\lambda/4$  線路 1 1 8 に、入力信号の変調周波数および搬送波の 2 倍の周波数においてインピーダンスがダイオード 1 0 6 の入力（出力）インピーダンスより低インピーダンスとなるコンデンサ 1 1 9 を接続することも可能となる。

## 【 0 0 2 5 】

このようにして、変調周波数あるいは搬送波の 2 倍の周波数に発生する歪に起因する不要な歪成分が前置歪補償回路にて発生することを防ぐことにより、前置歪補償回路において、同じ次数の相互変調歪成分の振幅の大きさを実質上一致させることができる。

## 【 0 0 2 6 】

図 5 や図 6 で取り上げた周波数  $f_1$ 、 $f_2$  の信号を例にとって具体的に説明すると、インピーダンス変換回路 108、109 が、周波数  $f_2 - f_1$ 、 $2f_1$ 、 $2f_2$  において、ダイオード 106 の入力インピーダンスまたは出力インピーダンスより低インピーダンスであるので、入力信号の変調周波数および／または入力信号の搬送波の 2 倍の周波数に発生する歪に起因する不要な歪成分が取り除かれ、本実施の形態における前置歪補償回路で発生する周波数  $f_2 - f_1$ 、 $2f_1$ 、 $2f_2$  の信号の振幅が小さくなる。したがって、歪補償の対象となる増幅器で発生する歪成分の振幅と同じ振幅を持つ歪成分が出力端子 102 に出力されるよう、入力端子 101 に入力する信号の振幅および／または電源端子 103 に印加する電圧を設定すれば、周波数  $2f_2 - f_1$ 、 $2f_1 - f_2$  の信号の振幅が実質上等しくなる。

## 【 0 0 2 7 】

なお、上述した実施の形態 1 では、本発明の前置歪補償回路の、非線形素子の一例としてダイオード 106 を、バイアス供給回路の一例として抵抗 104、電源端子 103 およびコンデンサ 105 を、第一のインピーダンス変換回路の一例として抵抗 107 を、第二のインピーダンス変換回路または第三のインピーダンス変換回路の一例としてインピーダンス変換回路 108、109 を、それぞれ用いた。

## 【 0 0 2 8 】

また、上述した実施の形態 1 におけるインピーダンス変換回路 108、109 としては、抵抗と、コイルと、コンデンサと、伝送線路との全部または一部で構成されたものを用いることができる。

## 【 0 0 2 9 】

また、上述した実施の形態 1 では、インピーダンス変換回路 1 0 8、1 0 9 として、入力信号の搬送波の 2 倍の周波数において、ダイオード 1 0 6 の出力インピーダンスまたは入力インピーダンスより低インピーダンスである変換回路を用いることができるとしたが、インピーダンス変換回路 1 0 8、1 0 9 として、入力信号の搬送波の 2 倍等整数倍の周波数において、ダイオード 1 0 6 の出力インピーダンスまたは入力インピーダンスより低インピーダンスである変換回路を用いることができる。

#### 【 0 0 3 0 】

##### （実施の形態 2）

以下、本発明の実施の形態 2 について、図 2 を用いて説明する。図 2（a）において、ダイオード 2 0 6 と出力端子 2 0 2 の間の接続点 2 1 1 に入力信号の変調周波数において、ダイオード 2 0 6 の出力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 2 0 9 を付加し、ダイオード 2 0 6 と抵抗 2 0 4 の間の接続点 2 1 0 に入力信号の変調周波数において、ダイオード 2 0 6 の入力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 2 0 8 を付加する。

#### 【 0 0 3 1 】

または、ダイオード 2 0 6 と出力端子 2 0 2 の間の接続点 2 1 1 に入力信号の搬送波の 2 倍の周波数において、ダイオード 2 0 6 の出力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 2 0 9 を付加し、ダイオード 2 0 6 と抵抗 2 0 4 の間の接続点 2 1 0 に入力信号の搬送波の 2 倍の周波数において、ダイオード 2 0 6 の入力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 2 1 0 を付加してもよい。

#### 【 0 0 3 2 】

または、ダイオード 2 0 6 と出力端子 2 0 2 の間の接続点 2 1 1 に入力信号の変調周波数および搬送波の 2 倍の周波数において、ダイオード 1 0 7 の出力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 2 0 9 を付加し、ダイオード 2 0 6 と抵抗 2 0 4 の間の接続点 2 1 0 に入力信号の変調周波数および搬送波の 2 倍の周波数において、ダイオード 1 0 7 の入力インピーダンスよ

り低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 2 0 8 を付加してもよい。

#### 【 0 0 3 3 】

なお、インピーダンス変換回路 2 0 8、2 0 9 はどちらか一方のみをダイオード 2 0 6 に接続するだけでも良い。

#### 【 0 0 3 4 】

図 2 ( b ) は、インピーダンス変換回路 2 0 8、2 0 9 を集中定数素子を用いて構成した例を示す図で、コイル 2 1 3 およびコンデンサ 2 1 4 を直列に接続した LC 直列共振回路である。接続端子 2 1 2 を接続点 2 1 0 と 2 1 1 に接続し、LC 直列共振回路の共振周波数が入力信号の変調周波数に相当するようにコイル 2 1 3 およびコンデンサ 2 1 4 の素子値を選択したり、LC 直列共振回路の共振周波数が入力信号の搬送波の 2 倍の周波数に相当するようにコイル 2 1 3 およびコンデンサ 2 1 4 の素子値を選択すればよい。

#### 【 0 0 3 5 】

図 2 ( c ) は、インピーダンス変換回路 2 0 8、2 0 9 を伝送線路を用いて構成した例を示す図で、 $\lambda/8$  線路 2 1 6 を用いた開放スタブである。接続端子 2 1 5 を接続点 2 1 0 と 2 1 1 に接続し、波長  $\lambda$  を搬送波の 1 波長であるとして  $\lambda/8$  線路 2 1 6 の線路長を設計すればよい。

#### 【 0 0 3 6 】

図 2 ( d ) は、インピーダンス変換回路 2 0 8、2 0 9 を伝送線路およびコンデンサを用いて構成した例を示す図で、 $\lambda/4$  線路 2 1 8 およびコンデンサ 2 1 9 を直列に接続した、スタブ整合回路である。接続端子 2 1 7 を接続点 2 1 0、2 1 1 に接続し、波長  $\lambda$  を搬送波の 1 波長であるとして  $\lambda/4$  線路 2 1 8 の線路長を設計し、入力信号の変調周波数においてインピーダンスがダイオード 2 0 6 の入力（出力）インピーダンスより低インピーダンスとなるコンデンサ 2 1 9 を接続したり、 $\lambda/4$  線路 2 1 8 に入力信号の搬送波の 2 倍の周波数においてインピーダンスがダイオード 2 0 6 の入力（出力）インピーダンスより低インピーダンスとなるコンデンサ 2 1 9 を接続すればよい。更に、 $\lambda/4$  線路 2 1 8 に入力信号の変調周波数および搬送波の 2 倍の周波数においてインピーダンスがダイオード 2 0 6 の入力（出力）インピーダンスより低インピーダンスとなるコンデン

サ 2 1 9 を接続することも可能である。

【 0 0 3 7 】

このようにして、変調周波数あるいは搬送波の 2 倍の周波数に発生する歪に起因する不要な歪成分が前置歪補償回路にて発生することを防ぐことにより、前置歪補償回路において、歪補償の対象となる増幅器で発生する歪成分の振幅と同じ振幅を持つ歪成分が出力端子 2 0 2 に出力されるよう、入力端子 2 0 1 に入力する信号の振幅および／または電源端子 2 0 3 に印加する電圧を設定すれば、同じ次数の相互変調歪成分の振幅の大きさを実質上一致させることができる。

【 0 0 3 8 】

なお、上述した実施の形態 2 では、本発明の前置歪補償回路の、非線形素子の一例としてダイオード 2 0 6 を、バイアス供給回路の一例として抵抗 2 0 4、電源端子 2 0 3 およびコンデンサ 2 0 5 を、第一のインピーダンス変換回路の一例として抵抗 2 0 7 を、第二のインピーダンス変換回路または第三のインピーダンス変換回路の一例としてインピーダンス変換回路 2 0 8、2 0 9 を、それぞれ用いた。

【 0 0 3 9 】

また、上述した実施の形態 2 では、インピーダンス変換回路 2 0 8、2 0 9 として、入力信号の搬送波の 2 倍の周波数において、ダイオード 2 0 6 の出力インピーダンスまたは入力インピーダンスより低インピーダンスである変換回路を用いることができるとしたが、インピーダンス変換回路 2 0 8、2 0 9 として、入力信号の搬送波の 2 倍等整数倍の周波数において、ダイオード 2 0 6 の出力インピーダンスまたは入力インピーダンスより低インピーダンスである変換回路を用いることができる。

【 0 0 4 0 】

（実施の形態 3）

以下、本発明の実施の形態 3 について、図 3 を用いて説明する。図 3（a）において、トランジスタ 3 0 5 と出力端子 3 0 2 の間の接続点 3 1 3 に入力信号の変調周波数において、トランジスタ 3 0 5 の出力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 3 1 1 を付加し、トランジスタ 3 0 5 と抵



抗 3 0 8 の間の接続点 3 1 4 に入力信号の変調周波数において、トランジスタ 3 0 5 の入力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 3 1 0 を付加する。

#### 【 0 0 4 1 】

または、トランジスタ 3 0 5 と出力端子 3 0 2 の間の接続点 3 1 3 に入力信号の搬送波の 2 倍の周波数において、トランジスタ 3 0 5 の出力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 3 1 1 を付加し、トランジスタ 3 0 5 と抵抗 3 0 8 の間の接続点 3 1 4 に入力信号の搬送波の 2 倍の周波数において、トランジスタ 3 0 5 の入力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 3 1 1 を付加してもよい。

#### 【 0 0 4 2 】

または、トランジスタ 3 0 5 と出力端子 3 0 2 の間の接続点 3 1 3 に入力信号の所定の変調周波数および搬送波の 2 倍の周波数において、トランジスタ 3 0 5 の出力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 3 1 1 を付加し、トランジスタ 3 0 5 と抵抗 3 0 8 の間の接続点 3 1 4 に入力信号の変調周波数および搬送波の 2 倍の周波数において、トランジスタ 3 0 5 の入力インピーダンスより低インピーダンスであるインピーダンス変換回路 3 1 0 を付加してもよい。

#### 【 0 0 4 3 】

なお、インピーダンス変換回路 3 1 0、3 1 1 はどちらか一方のみをトランジスタ 3 0 5 に接続するだけでも良く、接続点 3 1 2 と接続点 3 1 3 に接続されている抵抗 3 0 6 は、コイルまたはコンデンサ、或いは抵抗とコイル及びコンデンサから成る受動回路としても良い。

#### 【 0 0 4 4 】

図 3 (b) は、インピーダンス変換回路 3 1 0、3 1 1 を集中定数素子を用いて構成した例を示す図で、コイル 3 1 6 およびコンデンサ 3 1 7 を直列に接続した LC 直列共振回路である。接続端子 3 1 5 を接続点 3 1 3 と 3 1 4 に接続し、LC 直列共振回路の共振周波数が入力信号の変調周波数に相当するようにコイル 3 1 6 およびコンデンサ 3 1 7 の素子値を選択したり、LC 直列共振回路の共振

周波数が入力信号の搬送波の 2 倍の周波数に相当するようにコイル 3 1 6 およびコンデンサ 3 1 7 の素子値を選択すればよい。

#### 【0 0 4 5】

図 3 (c) は、インピーダンス変換回路 3 1 0、3 1 1 を伝送線路を用いて構成した例を示す図で、 $\lambda/8$  線路 3 1 9 を用いた開放スタブである。接続端子 3 1 8 を接続点 3 1 3 と 3 1 4 に接続し、 $\lambda/8$  線路 3 1 9 の線路長が入力信号の基本周波数において  $\lambda/8$  に相当するように設計すればよい。

#### 【0 0 4 6】

図 3 (d) は、インピーダンス変換回路 3 1 0、3 1 1 を伝送線路およびコンデンサを用いて構成した例を示す図で、 $\lambda/4$  線路 3 2 1 およびコンデンサ 3 2 2 を直列に接続した、スタブ整合回路である。接続端子 3 2 0 を接続点 3 1 3、3 1 4 に接続し、入力信号の基本周波数において  $\lambda/4$  に相当するように線路長を設計した  $\lambda/4$  線路 3 2 1 に、入力信号の変調周波数においてインピーダンスがトランジスタ 3 0 5 の入力（出力）インピーダンスより低インピーダンスとなるコンデンサ 3 2 2 を接続したり、 $\lambda/4$  線路 3 2 1 に、入力信号の搬送波の 2 倍の周波数においてインピーダンスがトランジスタ 3 0 5 の入力（出力）インピーダンスより低インピーダンスとなるコンデンサ 3 2 2 を接続すればよい。更に、 $\lambda/4$  線路 3 2 1 に、入力信号の変調周波数および搬送波の 2 倍の周波数においてインピーダンスがトランジスタ 3 0 5 の入力（出力）インピーダンスより低インピーダンスとなるコンデンサ 3 2 2 を接続ことも可能となる。

#### 【0 0 4 7】

このようにして、変調周波数あるいは搬送波の 2 倍の周波数に発生する歪に起因する不要な歪成分が前置歪補償回路にて発生することを防ぐことにより、前置歪補償回路において、歪補償の対象となる増幅器で発生する歪成分の振幅と同じ振幅を持つ歪成分が出力端子 3 0 2 に出力されるよう、入力端子 3 0 1 に入力する信号の振幅および／または電源端子 3 0 3 に印加する電圧を設定すれば、同じ次数の相互変調歪成分の振幅の大きさを実質上一致させることができる。

#### 【0 0 4 8】

なお、上述した実施の形態 3 では、本発明の前置歪補償回路の、非線形素子の

一例としてトランジスタ 3 0 5 を、バイアス供給回路の一例として抵抗 3 0 8、電源端子 3 0 3、コンデンサ 3 0 9 を、第一のインピーダンス変換回路の一例としてコイル 3 0 7 を、第二のインピーダンス変換回路または第三のインピーダンス変換回路の一例としてインピーダンス変換回路 3 1 0、3 1 1 を、それぞれ用いた。

#### 【 0 0 4 9 】

以下に、上述した実施の形態 1 から 3 以外の、非線形素子としてダイオードを用いた本発明の実施の形態の前置歪補償回路の具体例について、図 4、7 および 8 を用いて説明する。

#### 【 0 0 5 0 】

図 4 は、ダイオード 4 1 1 のアノードおよびカソードに抵抗、コイル、コンデンサ等の集中定数素子 4 1 0、4 1 2 を接続した例である。なお、抵抗、コイル、コンデンサ等の集中定数素子 4 1 0、4 1 2 は、抵抗、コイル、コンデンサ等の集中定数素子から成る受動回路としても良い。

#### 【 0 0 5 1 】

図 7 は、ダイオード 4 2 4 のアノードおよびカソードに抵抗、コイル、コンデンサ等の集中定数素子 4 2 3、4 2 5 を接続した例である。なお、抵抗、コイル、コンデンサ等の集中定数素子 4 2 3、4 2 5 は、抵抗、コイル、コンデンサ等の集中定数素子から成る受動回路としても良い。

#### 【 0 0 5 2 】

図 8 は、2 つのダイオード 4 3 7、4 4 0 を組み合わせた回路構成の例である。なお、2 つ以上のダイオードを組み合わせることも可能である。

#### 【 0 0 5 3 】

上述した図 4、7 および 8 の各前置歪補償回路において、 $\lambda/4$  線路とコンデンサとで構成されるインピーダンス変換回路は、ダイオードの入力インピーダンスまたは出力インピーダンスより低インピーダンスであり、各前置歪補償回路において、同じ次数の相互変調歪成分の振幅の大きさを実質上一致させることができる。

#### 【 0 0 5 4 】

## 【発明の効果】

以上説明したところから明らかなように、本発明は、同じ次数の相互変調歪成分の振幅の大きさを実質上一致させる前置歪補償回路を提供することができる。

## 【図面の簡単な説明】

### 【図 1】

本発明の実施の形態 1 の前置歪補償回路の構成図

### 【図 2】

本発明の実施の形態 2 の前置歪補償回路の構成図

### 【図 3】

本発明の実施の形態 3 の前置歪補償回路の構成図

### 【図 4】

本発明の他の実施の形態の前置歪補償回路の構成図

### 【図 5】

前置歪補償方式の構成と原理を説明するための図

### 【図 6】

課題を説明するための図

### 【図 7】

本発明の他の実施の形態の前置歪補償回路の構成図

### 【図 8】

本発明の他の実施の形態の前置歪補償回路の構成図

## 【符号の説明】

1 0 1、2 0 1、3 0 1 入力端子

1 0 2、2 0 2、3 0 2 出力端子

1 1 0、1 1 1、2 1 0、2 1 1、3 1 2、3 1 3、3 1 4 接続点

1 1 2、1 1 5、1 1 7、2 1 2、2 1 5、2 1 7、3 1 5、3 1 8、3 2 0

接続端子

1 0 6、2 0 6 ダイオード

3 0 5 トランジスタ

1 0 8、1 0 9、2 0 8、2 0 9、3 1 0、3 1 1 インピーダンス変換回路

1 0 4、1 0 7、2 0 4、2 0 7、3 0 6、3 0 8 抵抗

1 0 5、1 1 4、1 1 9、2 0 5、2 1 4、2 1 9、3 0 9、3 1 7、3 2 2

コンデンサ

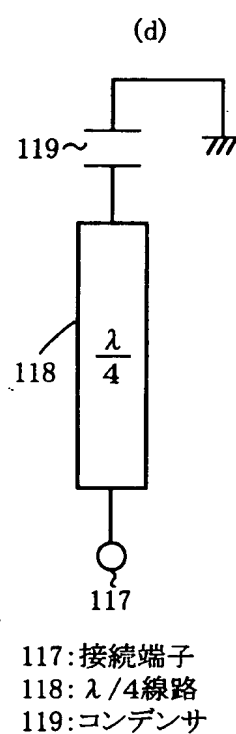
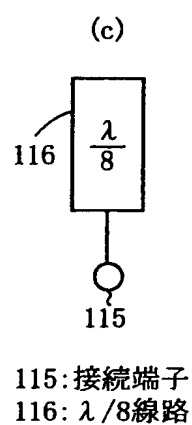
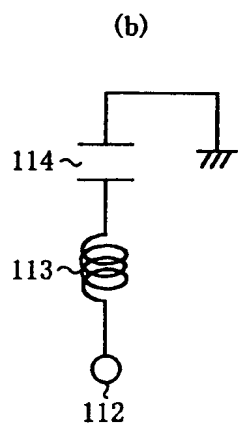
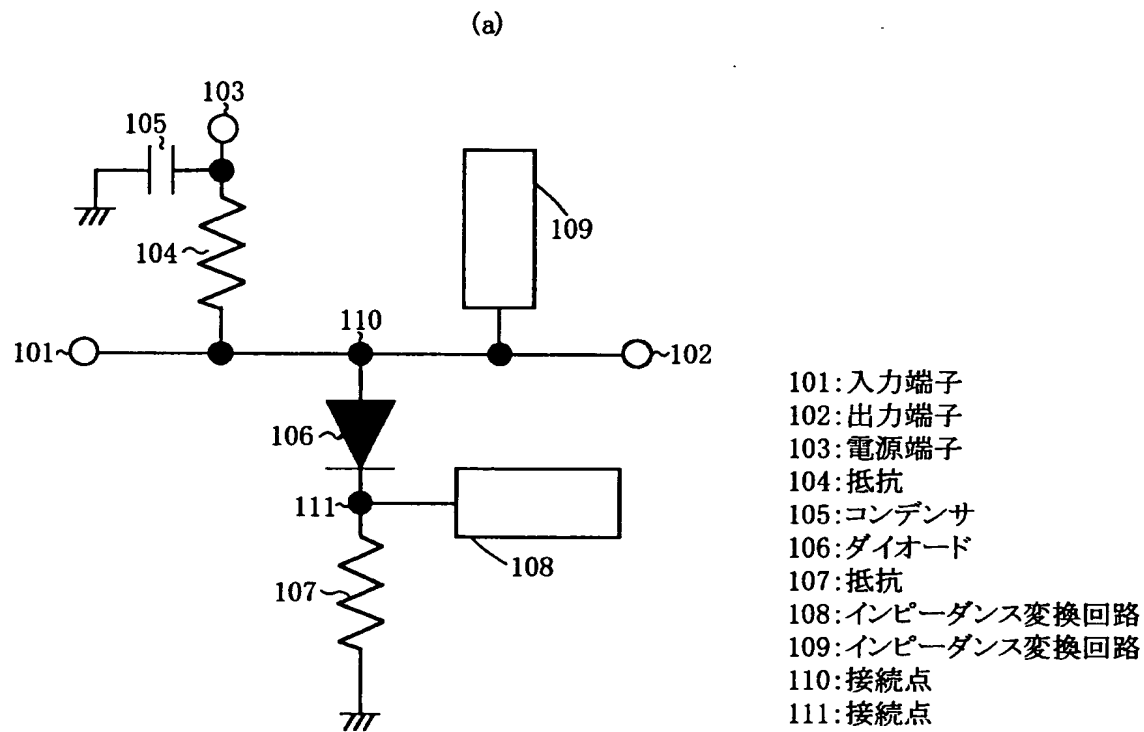
1 1 3、2 1 3、3 0 4、3 0 7、3 1 6 コイル

1 1 6、2 1 6、3 1 9  $\lambda/8$ 線路

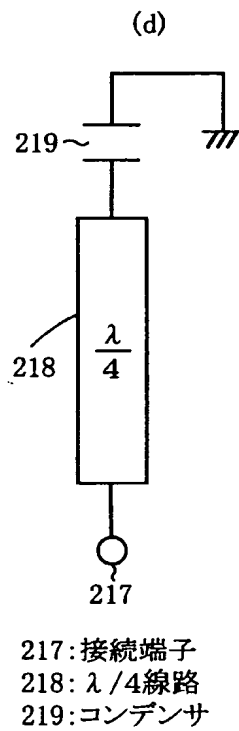
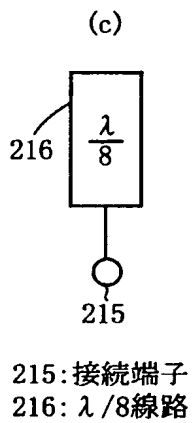
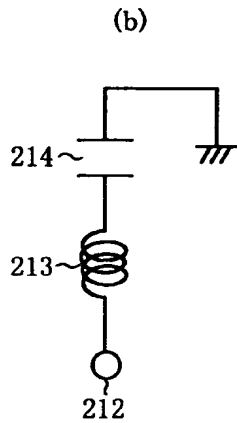
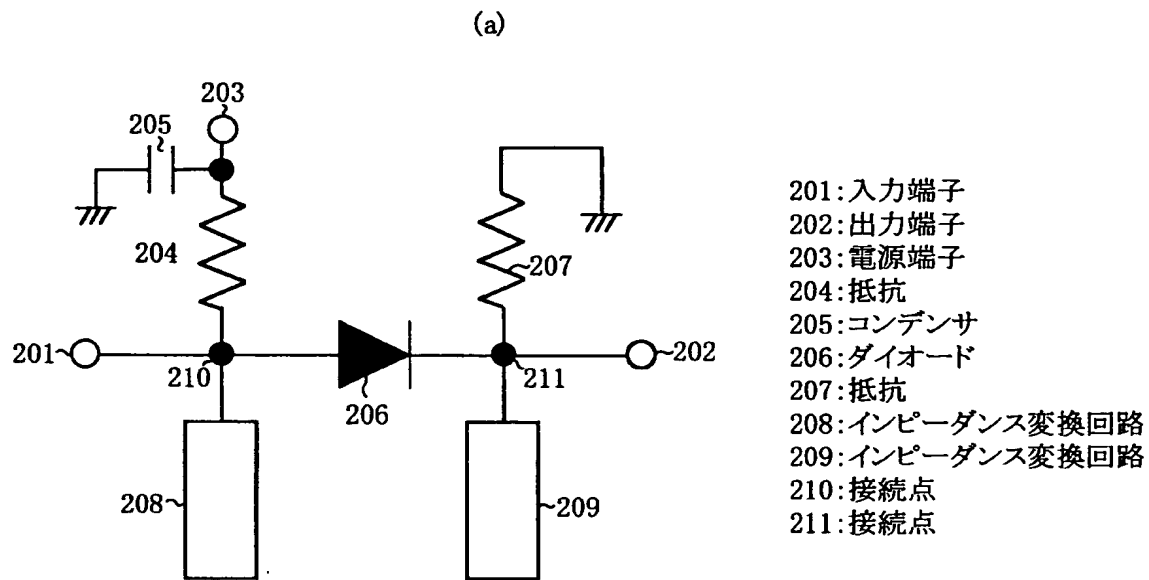
1 1 8、2 1 8、3 2 1  $\lambda/4$ 線路

【書類名】 図面

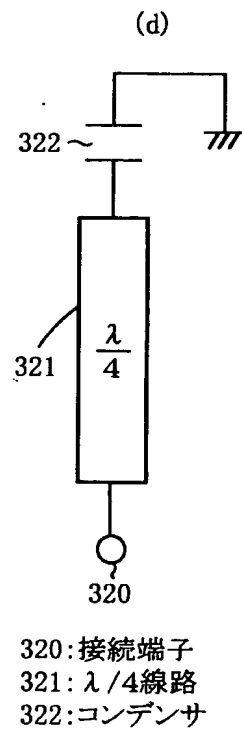
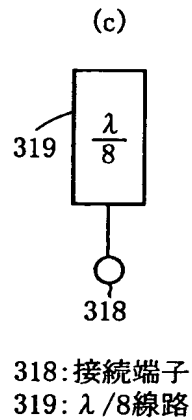
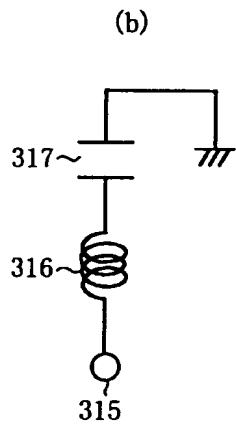
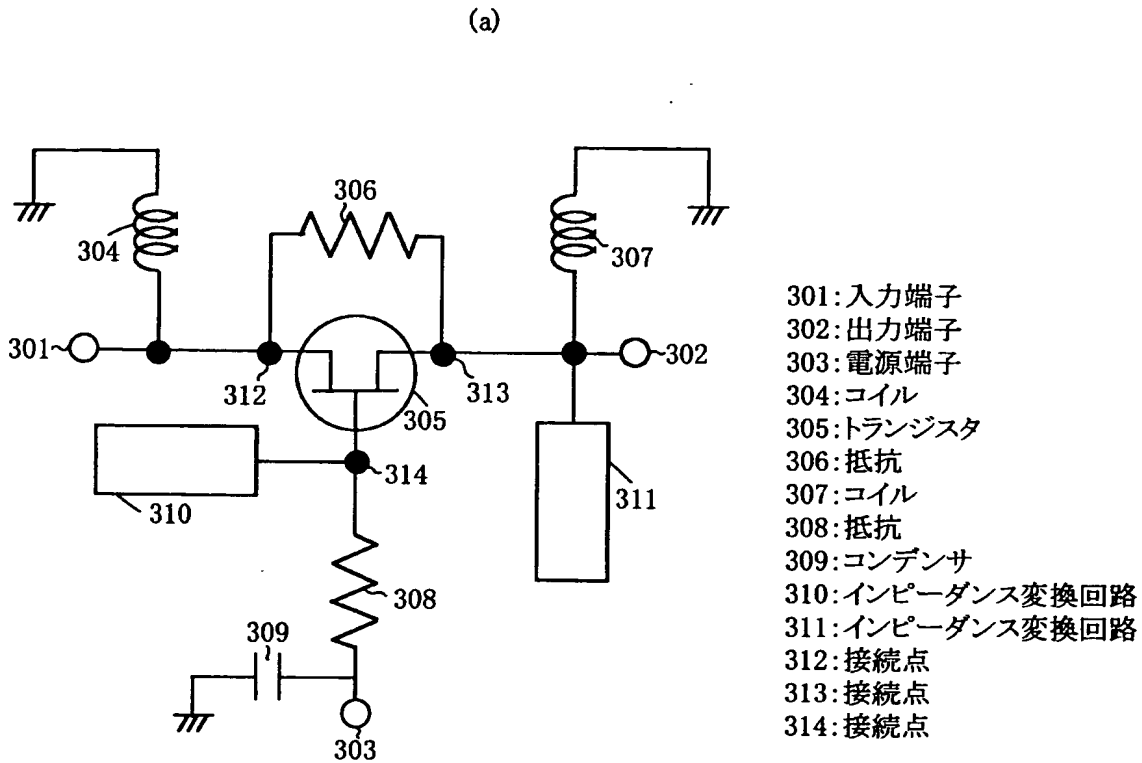
【図 1】



【図 2】

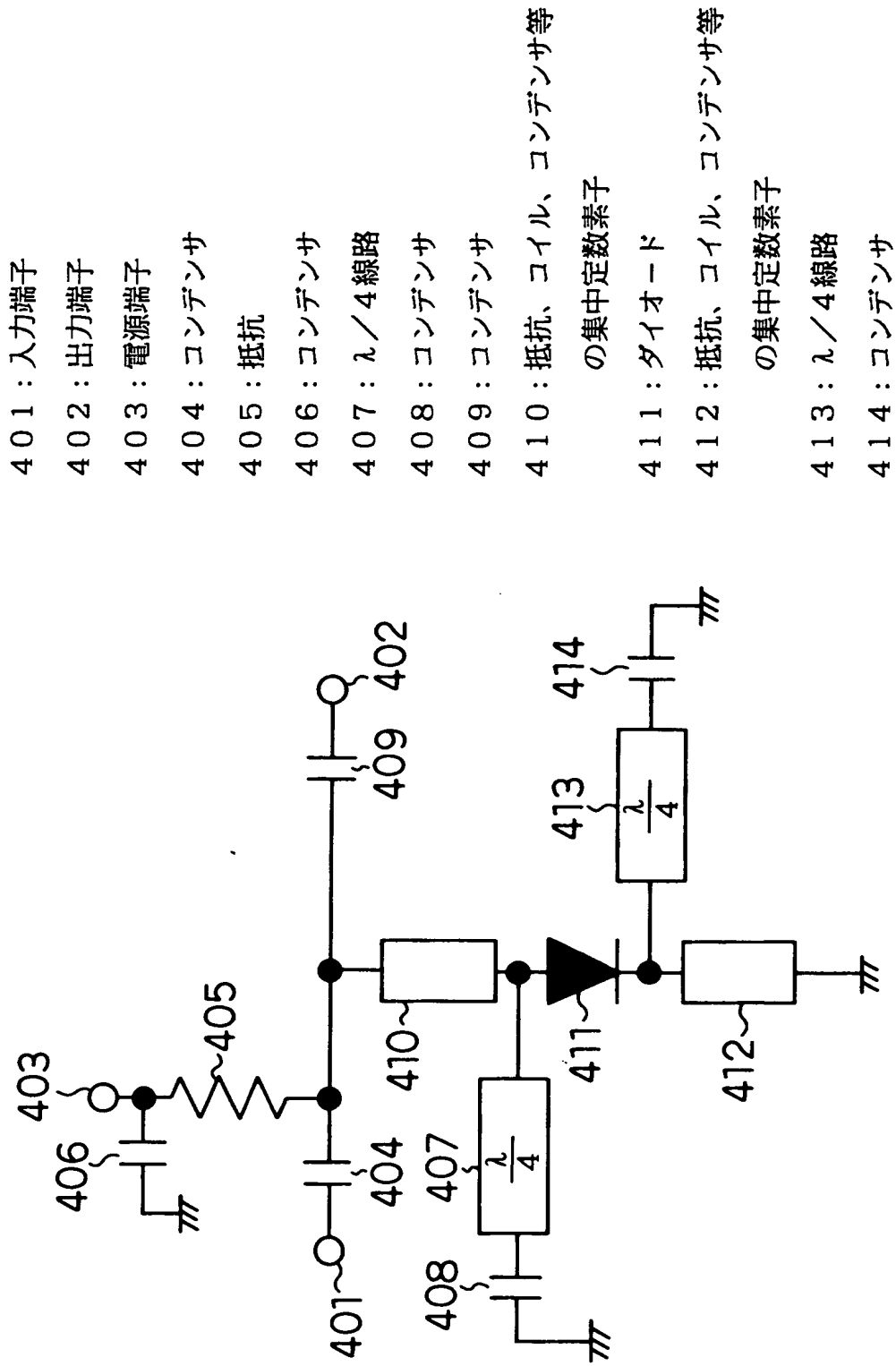


【図 3】

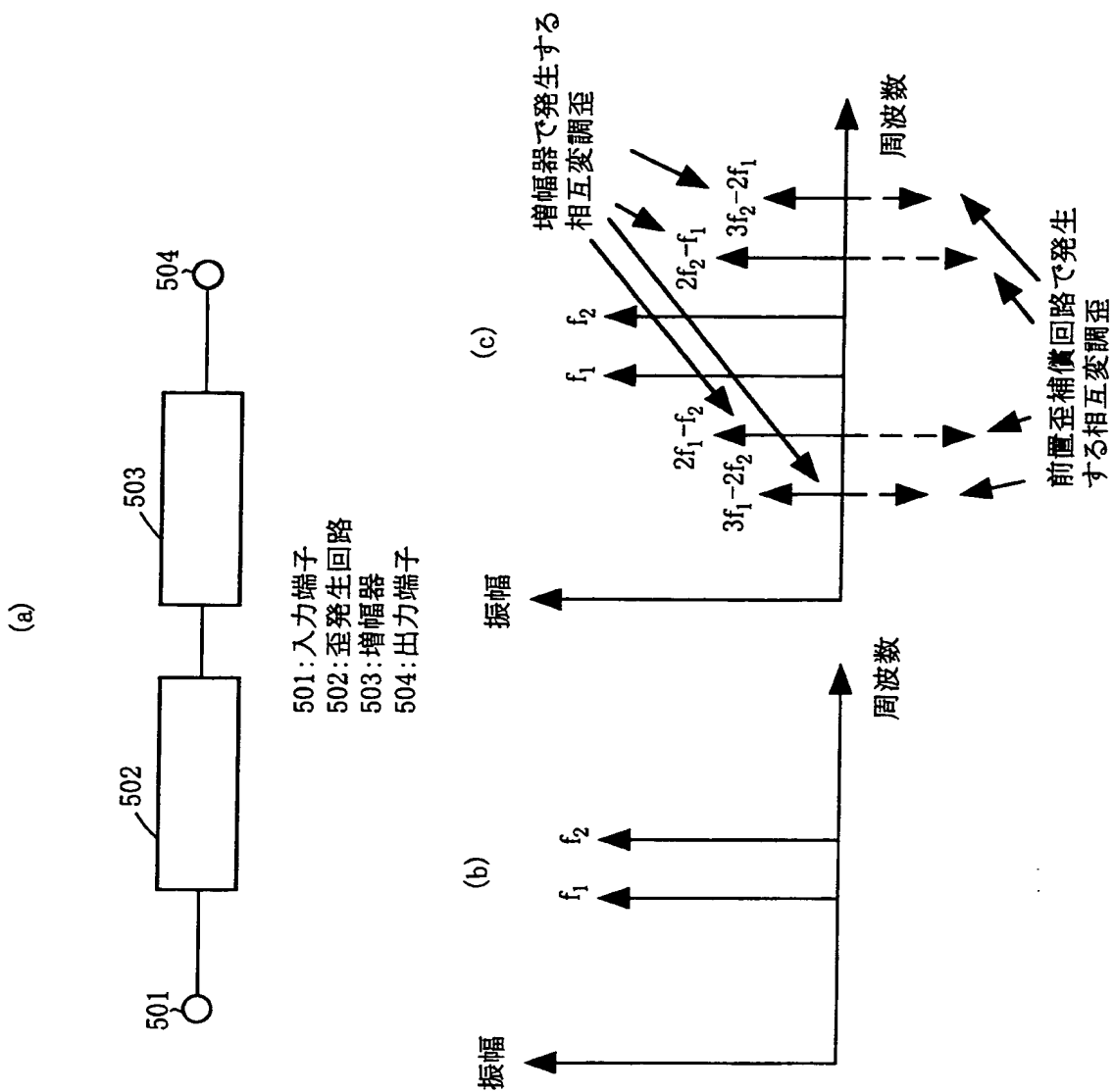




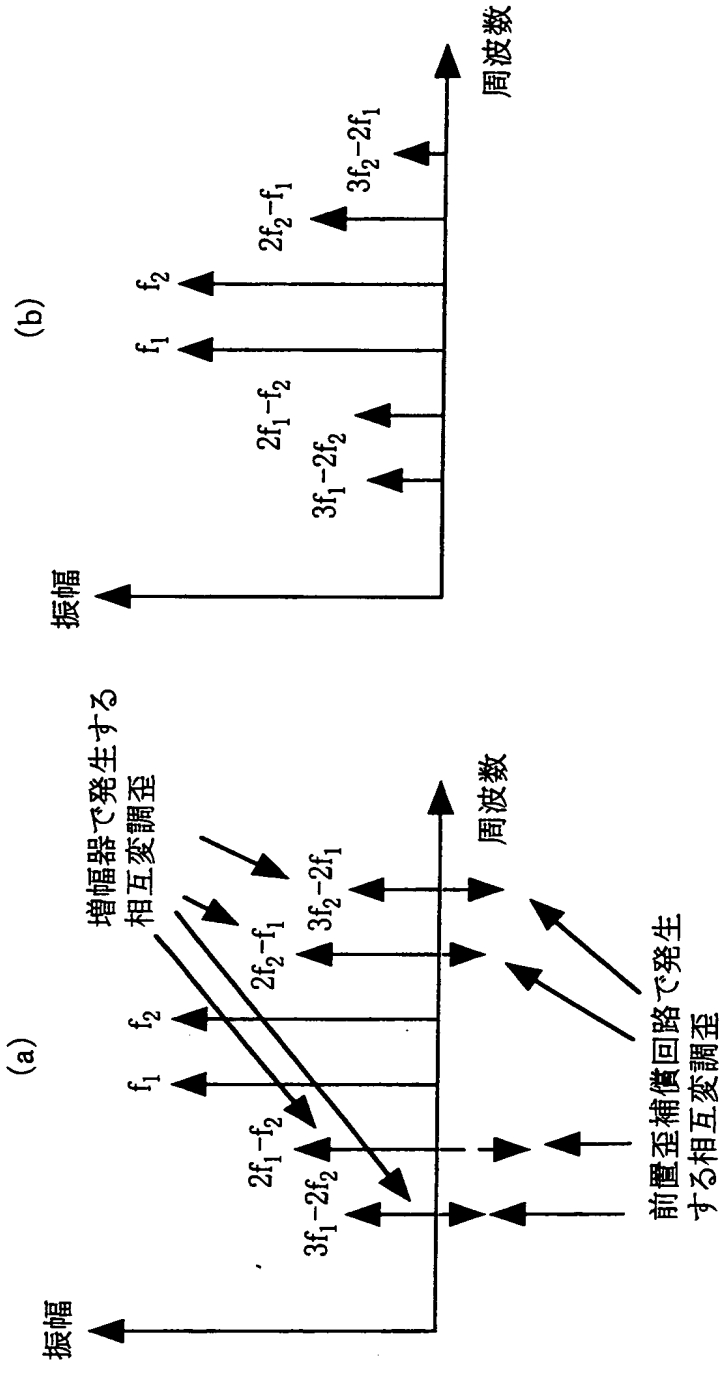
【図 4】



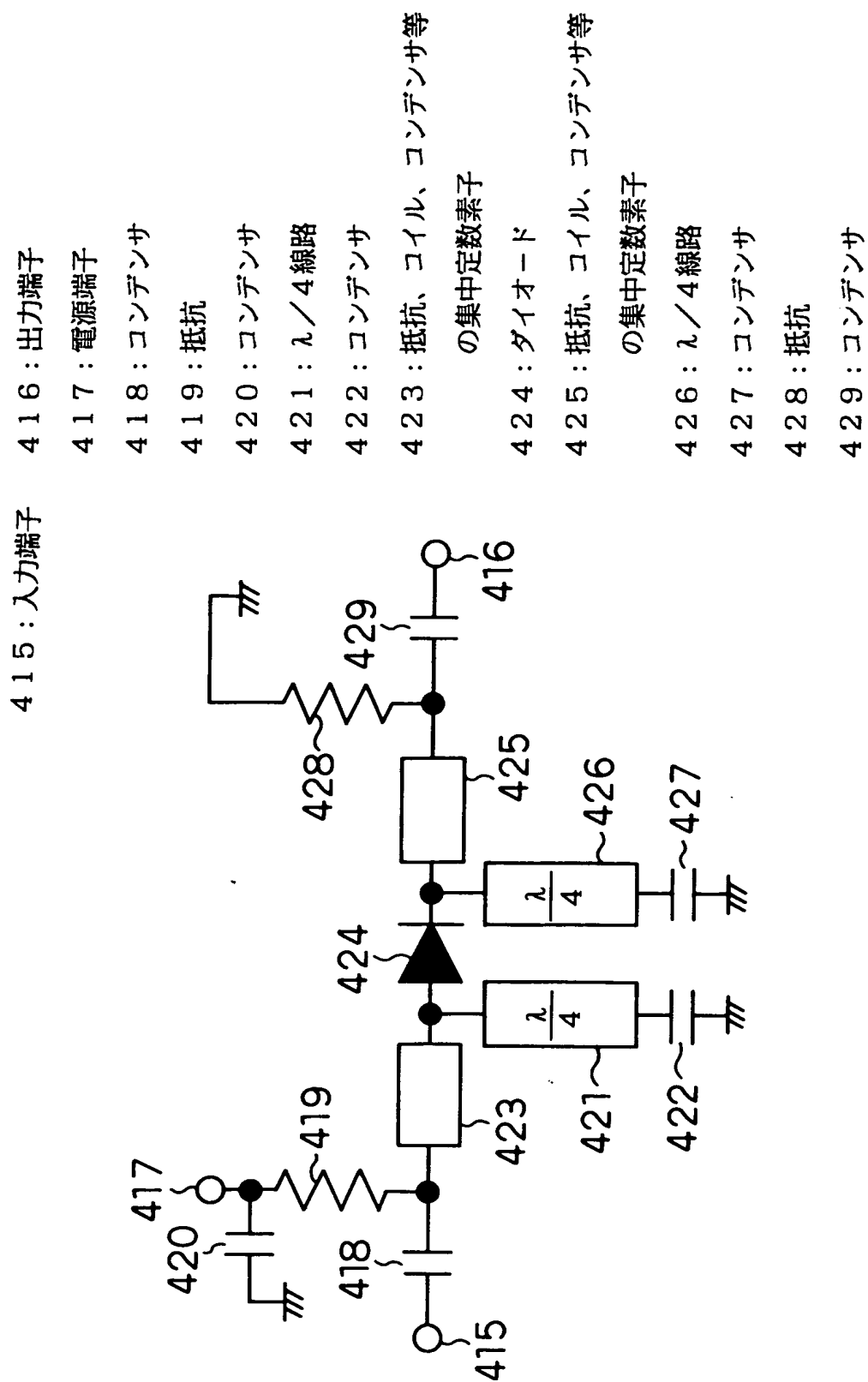
【図 5】



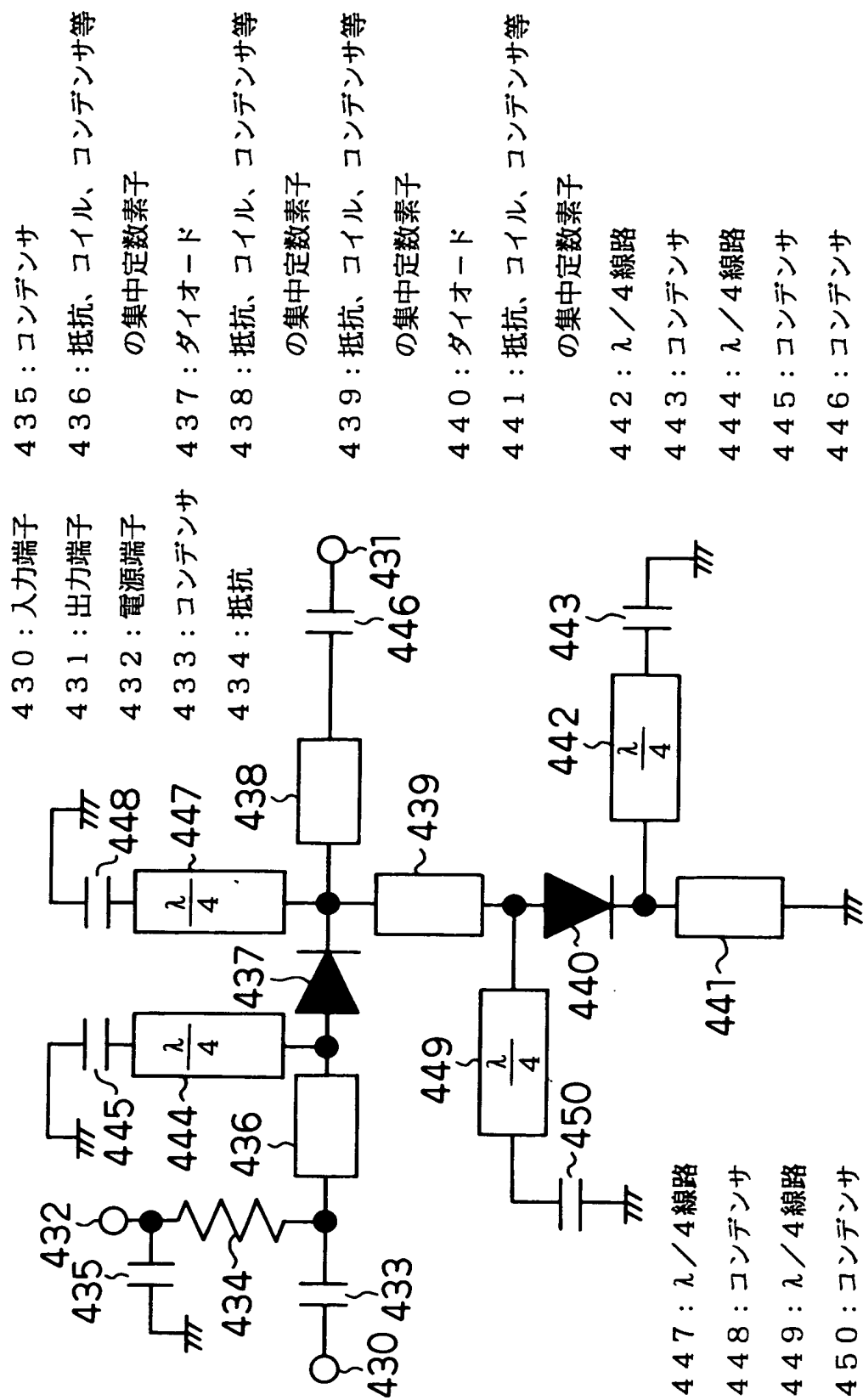
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 従来、前置歪補償回路において発生する歪には、同じ次数の相互変調歪成分の振幅の大きさが異なるという課題があった。

【解決手段】 入力端子 1 0 1 と、非線形素子としてのダイオード 1 0 6 と、ダイオード 1 0 6 に電圧を印加するための、抵抗 1 0 4、電源端子 1 0 3 およびコンデンサ 1 0 5 で構成されるバイアス供給回路と、第一のインピーダンス変換回路としての抵抗 1 0 7 と、入力信号の変調周波数において、および前記入力信号の搬送波の少なくとも一つの高調波において、ダイオード 1 0 6 の入力インピーダンスに対して低インピーダンス値を有しているインピーダンス変換回路 1 0 9 と、前記変調周波数および前記高調波において、ダイオード 1 0 6 の出力インピーダンスに対して低インピーダンス値を有しているインピーダンス変換回路 1 0 8 と、所定の信号を出力する出力端子 1 0 2 とを備える。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005821]

1. 変更年月日 1990年 8月28日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府門真市大字門真1006番地

氏 名 松下電器産業株式会社